

METHOD AND DEVICE FOR STABILIZING OPERATION POINT AND OPTICAL OUTPUT OF  
EXTERNAL OPTICAL MODULATOR

BACKGROUND OF THE INVENTION

(1) Field of the Invention:

本発明は、光通信システムに用いられる外部光変調器の動作点／光出力安定化方法及び装置に関し、特に、外部光変調器の変調曲線の動作点を決定する直流バイアスを、自動的に調整する手段を備えた外部光変調器の動作点／光出力安定化方法及び装置に関する。

(2) Related art statement:

近年の高速、大容量の情報通信に係る需要の高まりに対応して、光通信が注目されている。光通信システムにおいては、伝送すべき電気信号列の情報を光信号列に変換し、主に光ファイバに乗せて遠方に送り、遠隔地で伝送された光信号列を再度、電気信号列に戻す方法が取られている。

電気信号列を光信号列に変換する手段として光変調器が用いられるが、利用する信号列の速度、伝送距離、光波長に応じて種々の光変調器が利用されており、例えば、レーザダイオード（LD）の直接変調や、電界吸収型（EA）変調器、又はニオブ酸リチウム（LN）などの電気光学効果を有する材料を用いた基板表面にマッハツエンダー（MZ）型のような光導波路を形成した光変調器（以下、LN光変調器という）を用いて、CW（Continuous Wave）レーザからの光を変調する外部光変調器が用いられてきた。

中でも、LN光変調器は超高速動作が可能であること、光波長依存性がないこと、さらには、チャープ量の制御が容易であることから、広帯域周波数にお

ける光通信に適した光制御素子として広く知られ、特に、高密度波長多重（D WDM）化や高速通信化に適応する光変調器として用いられている。

しかし、LN光変調器においては、環境の温度変化により、又はLN光変調器の変調曲線（光変調器への印加電圧に対する光変調器からの光出力変化を示す曲線）の動作点（変調信号の基準となる電圧であり、通常、動作点として設定された電圧を中心に変調用の信号電圧が印加される）を設定する直流（DC）電圧の印加により、光変調器の変調曲線が印加電圧軸に沿って移動するという現象（DCドリフト現象）がある。

このため、光変調器の動作点を安定化し、出力光量を一定に制御する手段が取られてきた。

光変調器の動作点を安定化する方法としては、例えば、低周波信号を信号列に重畳して光変調器に印加し、光変調器の光出力から該重畳した低周波成分を取り出し、重畠前の低周波信号と該光出力から取り出した低周波成分との位相差を比較して動作点のズレを検出し、該ズレ量がゼロとなるように光変調器に印加するDC電圧値をフィードバック制御する方式や、光変調器からの出力光量をモニタし、該光量が一定になるように印加DC電圧を制御する方式などがある。さらに、前記の各種方式をベースにして、動作点のズレ量をいかに高精度に検出するかのような、補足的な方法技術も各種提案されている。

図9は従来例の1つで、光変調器の変調曲線の頂点Aと底点Bにおいて、印加電圧Vとして、周波数fの低周波を逆位相に重畠するものであり、理想動作点（点A, B）においては光出力Pには図示のように2fの低周波成分しかなく、印加した周波数f成分は消えている。このように、光出力に含まれる周波数f成分を最小にするように、光変調器に印加するDC成分を制御する。

上記方法では、変調が飽和する頂点Aと底点Bにおいて低周波を加えるため、光変調器からの光出力変化を検知し易くするには、印加する低周波電圧の振幅を大きくする必要があり、このため、本来の情報である電気信号列の波形が歪むという問題を生じていた。

また、図10に示すように、外部光変調器であるLN光変調器からの放射光を、LN光変調器の近傍に設置された光検知器であるホトダイオード(PD)で検知し、光変調器からの光出力に対応した検知信号を出力する。なお、LN光変調器からの出力光の一部を分岐させ直接的に検知し、光変調器からの光出力に対応した検知信号を得ることもできる。

ホトダイオードが出力する検知信号は、別途設けられた基準値Vrefと比較され、両者が一致するように、LN光変調器に印加するDC電圧が制御される。このような従来例においては、光源自体の光出力変動や、LN光変調器内の透過率変動などがある場合、光変調器の変動曲線内の理想的な動作点（以下、理想動作点という。具体的には変動曲線の節・変曲点を意図する場合が多いが、ここでは、これに限らず設計者が意図する変調信号の変動の中心点を意味する）における光検知出力と基準値との間にズレが発生し、結果として設定される動作点が、理想動作点からズレた点となるという問題があった。

本発明の目的は、上述した問題を解決し、電気信号列の波形の歪みを抑え、光源自体の光出力変動や光変調器内の透過率変動などがある場合でも、光変調器の変調曲線の動作点又は光変調器からの光出力を安定的に設定可能な、外部光変調器の動作点／光出力安定化方法及び装置を提供することである。

#### SUMMARY OF THE INVENTION

上記課題を解決するために、請求項1に係る発明では、光源と、光源からの

光を変調する外部光変調器と、該外部光変調器からの出力光を検知する光検知器と、該外部光変調器の変調曲線の動作点を決定する直流バイアスを、該光検出器の出力に応じて調整し、該外部光変調器に印加する直流バイアス調整手段とを有する外部光変調器の動作点／光出力安定化方法において、該外部光変調器に入力する入力信号の信号周波数帯域の下限以下の周波数である低周波信号を、前記直流バイアスに重畠すると共に、該光検出器の出力に含まれる低周波成分を取り出し、該低周波信号を基に該低周波成分の出力を規格化し、該規格化した低周波成分に従って光源の出力光を制御することを特徴とする。

請求項 1 に係る発明により、外部光変調器に入力する低周波信号の周波数が、入力信号の信号周波数帯域の下限以下であるため、電気信号列の波形の歪みを生じることが無い。しかも、検出した低周波成分の出力を、外部光変調器に印加する低周波信号を基に規格化を行い、該規格化した低周波成分の変化量から、光源自身の光出力変動や光変調器内の透過率変動に起因する状態変化を判断することが可能となり、これらの判断結果から必要に応じた光源の出力光の制御など、常に適切な動作点の安定化制御を実現することが可能となる。

また、請求項 2 に係る発明は、請求項 1 に記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化方法において、該光源の出力光の制御に際しては、該光源の出力光を検出すると共に、該検出した値と初期光出力を定める初期光出力基準値とを比較し、該光源の出力光を調整する光源光出力制御手段を備え、前記規格化した低周波成分における初期値とその後の値との比により、該初期光出力基準値を変更し、該変更された基準値に基づき該光源光出力制御手段を動作させることを特徴とする。

請求項 2 に係る発明により、光源自身の光出力変動や光変調器内の透過率変

動に起因する状態変化であると判断した際に、光源の出力光を適切に補正するための方法として、光源の出力光を検出可能である場合には、該検出値と初期光出力基準値とを比較して、光源光出力制御手段の初期光出力基準値を変更するという、既存の光源光出力制御手段に簡便な基準値補正回路を付加するだけで良い。これにより、光変調器の動作点の安定化と共に、光変調器の光出力の安定化制御を容易に実現することが可能となる。

また、請求項3に係る発明は、請求項1に記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化方法において、該光源の出力光の制御に際しては、前記規格化した低周波成分における初期値とその後の値とが一致するように、光源の出力光を制御することを特徴とする。

請求項3に係る発明により、光源自体の光出力変動や光変調器内の透過率変動に起因する状態変化であると判断した際に、光源の出力光を適切に補正するための他の方法として、光源の出力光が検出可能でない場合にも、光源自体の光出力変動や光変調器内の透過率変動に起因する状態変化に対応する、該規格化した低周波成分の変化量を基に、該変化量をゼロにするように光源の出力光を制御するだけで、光変調器の動作点の安定化と共に、光変調器の光出力の安定化制御を容易に実現することが可能となる。

また、請求項4に係る発明は、請求項1乃至3のいずれかに記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化方法を利用することを特徴とする外部光変調器の動作点／光出力安定化装置である。

請求項4に係る発明のように、請求項1乃至3に記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化方法を利用した装置により、例えば、光源自体の光出力変動

や光変調器内の透過率変動に起因する状態変化に対応して、光変調器の動作点や光変調器からの光出力を適切に制御可能とするなど、上述した各方法が有する優れた性能を実現する外部光変調器の動作点／光出力安定化装置を提供できる。

また、請求項 5 に係る発明は、請求項 4 に記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化装置において、該光検出器は、外部光変調器を含むモジュールに内蔵されたホトダイオードであることを特徴とする。

請求項 5 に係る発明により、本発明に必須となる外部光変調器からの出力光を検知する光検知器として、ホトダイオードを採用することにより、該光検出器を、光変調器モジュール内にコンパクトに組み込むことが可能となり、本発明に係る外部光変調器の動作点／光出力安定化装置の利便性を高め、より優れた製品とすることが可能となる。

また、請求項 6 に係る発明は、請求項 4 又は 5 に記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化装置において、該直流バイアス調整手段は、該光検出器の出力の平均値を得るための平均化回路を有し、該平均化回路の値に応じて外部光変調器に印加する直流バイアスを調整するように構成することを特徴とする。

請求項 6 に係る発明により、光変調器に印加する直流バイアスを、平均化された光出力に応じて調整するため、直流バイアス調整のために光変調器に印加する信号の周波数変動や、光検出器の検出感度の周波数依存性、検出時のノイズなどの影響を緩和でき、常に安定した出力光の強度を検知でき、直流バイアスを適切に調整することが可能となる。しかも、平均化回路のような簡便な電子回路で容易に実現することが可能であり、より優れた外部光変調器の動作点

／光出力安定化装置が提供できる。

また、請求項 7 に係る発明は、請求項 4 乃至 6 のいずれかに記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化装置において、該光検出器の出力に含まれる低周波成分を取り出すために、ローパスフィルタ又はバンドパスフィルタを用いることを特徴とする。

本発明の特徴として、外部光変調器に入力する入力信号の信号周波数帯域の下限以下の周波数である低周波信号を、外部光変調器に印加し、該低周波信号に係る光変調器の光出力変化を検知することにより、光変調器の動作点／光出力安定化の制御を行っており、請求項 7 に係る発明のように、ローパスフィルタ又はバンドパスフィルタを用いることで、光検出器の検知信号として着目する低周波成分のみを効率よく検出することが可能となる。

また、請求項 6 に係る発明と請求項 7 に係る発明との相乗効果として、光変調器の動作点の変動に影響を与える直流バイアス変化と、光源自体の光出力変動や光変調器内の透過率変動などの状態変化とに対し、共通の光検出器を用いた場合でも、各変化に対し必要な検出信号を生成可能となるため、より適切な動作点及び光出力の安定化制御を実現することができる。

また、請求項 8 に係る発明は、請求項 4 乃至 7 のいずれかに記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化装置において、該直流バイアス調整手段は、該外部光変調器の変調曲線の動作点を決定する際に、該変調曲線のスロープを選択可能とするスロープ選択手段を有していることを特徴とする。

請求項 8 に係る発明により、光通信における伝送損失の改善などの目的で光変調器のチャープ量を調整する場合であっても、スロープ選択手段が組み込ま

れているため、多様なチャーブ制御が可能であり、しかも、光変調器の動作点及び光変調器からの光出力の安定化を、各状態に応じて適切に実現することができる。

また、請求項 9 に係る発明は、請求項 4 乃至 8 のいずれかに記載の外部光変調器の動作点／光出力安定化装置において、該光源はレーザダイオードであることを特徴とする。

請求項 9 に係る発明により、レーザダイオードは、光源の光出力制御の容易性や、素子自体のコンパクトさなどの利点を有するため、本発明に不可欠の光源へのフィードバック制御の反応性を高め、かつ光源を含む装置全体をコンパクトに構成できるなど、優れた外部光変調器の動作点／光出力安定化装置を提供することができる。

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

【図 1】本発明の第 1 の実施例の制御方法を示す回路図

【図 2】トランスインピーダンスアンプを示す回路図

【図 3】光変調器の変調曲線を示す図

【図 4】動作点比較手段を構成する回路図

【図 5】(a) は動作点比較手段の接続図であり、(b) は正スロープにおける動作点の収束状態を示す図

【図 6】(a) は動作点比較手段の接続図であり、(b) は負スロープにおける動作点の収束状態を示す図

【図 7】光源の光出力変動や光変調器の光透過率変動に起因する変調曲線の変化を示す図

【図 8】信号列スペクトルと低周波信号との関係を示す図

【図9】光変調器の変調曲線の頂点又は底点を動作点とする変調信号と、光出力との関係を示す図。

【図10】従来の光出力安定化方法を示す図

【図11】本発明の第2の実施例の制御方法を示す回路図

【符号の説明】

- 1 LN光変調器モジュール
- 2 LNチップ
- 3 信号列入力ポート
- 4 終端器
- 5 DCバイアス入力ポート
- 14 ホトダイオード
- 12 光源
- 15 TIA
- 19 初期動作点基準値設定回路
- 21 平均化回路
- 23 動作点基準値メモリ
- 24 比較手段
- 27 スロープ設定回路
- 47, 71 出力光制御手段
- 49 周波数重畠回路
- 50 低周波信号源
- 51 フィルタ
- 58 光出力基準値補正回路
- 59 光出力設定回路
- 60, 76 LD駆動回路
- 63, 77 電流リミッタ

## 6 4 光出力初期基準値回路

## 7 5 メモリ

### DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

以下、本発明を好適例を用いて詳細に説明する。

図1は、本発明の第1の実施例を説明する図である。1はLN光変調器モジュールであり、2はLNチップである。

光変調器を構成する基板としては、電気光学効果を有する材料、例えば、ニオブ酸リチウム ( $\text{LiNbO}_3$ ; 以下、LNという)、タンタル酸リチウム ( $\text{LiTaO}_3$ )、PLZT (ジルコン酸チタン酸鉛ランタン)、及び石英系の材料から構成され、特に、光導波路デバイスとして構成しやすく、かつ異方性が大きいという理由から、 $\text{LiNbO}_3$ 結晶、 $\text{LiTaO}_3$ 結晶、又は $\text{LiNbO}_3$ 及び $\text{LiTaO}_3$ からなる固溶体結晶を用いることが好ましい。本実施例では、ニオブ酸リチウム (LN) を用いた例を中心に説明する。

光変調器を製造する方法としては、LN基板上にTiを熱拡散させて光導波路を形成し、次いで基板の一部又は全体に渡りバッファ層を設けずに、LN基板上に電極を直接形成する方法や、光導波路中の光の伝搬損失を低減するために、LN基板上に誘電体  $\text{SiO}_2$  等のバッファ層を設け、さらにその上にTi・Auの電極パターンの形成及び金メッキ方法などにより数十 $\mu\text{m}$ の高さの変調電極及び接地電極を構成して、間接的に当該電極を形成する方法がある。

一般に、一枚のLNウェハに複数の光変調器を作り込み、最後に個々の光変調器のチップに切り離すことにより、光変調器 (図1のLNチップ2) が製造される。

LNチップ2の表面に形成した光導波路の形状は、多様な形状が選択できるが、本実施例ではマッハツエンダー (MZ) 型の光導波路を採用している。

MZ型光導波路の形状は、入力用の光導波路をY字型の分岐光導波路により2つの光導波路に分け、その後、他のY字型分岐光導波路により2つの光導波路を合流させ、出力用の光導波路に接続するように構成されている。

LNチップに入力された光は、このMZ型光導波路に沿って進行し、特に、2つの光導波路においては、該光導波路の近傍に変調電極及び接地電極が配置され、変調電極に印加した信号に応じて光導波路を伝播する光は位相変調を受ける。位相変調後、各導波光は、他の分岐光導波路において合波され、相互に干渉して強度変調された信号光を生成する。

信号光は、出力用の光導波路を伝播し、出力ファイバ13から光変調器モジュール1の外部に取り出される。

図1においては、LNチップ2に変調信号を印加する変調電極11が導入されている様子のみを簡略的に図示している。

変調電極11は、一般的には進行波電極であり、ポート3に印加したマイクロ波の信号列は導波路内の光と同一方向に伝播する。他方、変調電極11の他端は終端器4で終端され、その終端器から、抵抗を介して直流(DC)バイアス電圧がポート5に印加される。

図1のように、変調電極はDC電極と一体であっても、不図示であるがDC電極と独立分離していても良い。

終端器4は主として、終端抵抗6、コンデンサ7およびDC印加のための抵抗8からなり、信号列発生器10からの信号列は、コンデンサ9を介して変調電極11に印加され、変調電極11を伝播後、抵抗6によって終端される。

ポート3からのモジュール内の高周波的なインピーダンスは、終端抵抗6で代表される抵抗値であり、抵抗8を介したDCバイアスポート側は無視できる。

また、DCバイアスポート5からのDC抵抗は、コンデンサ7、9により無

限大となる。

光源であるレーザダイオード（LD）12から出射した光は、LNチップ2の光導波路に入力され、上述したようにLNチップ内にて変調を受け、LNチップの他端からファイバ13を介して出力される。

また、光変調器モジュール1に内蔵した光検出器であるホトダイオード（PD）14によって出力光の一部をモニタする。

該PD14の出力電流は、トランスインピーダンスアンプ（TIA）15によって電圧に変換される。図2にその例を示すが、逆バイアスされたPD14から、PDへの光入力に比例する光電流 $i_p$ が流れ、抵抗16（抵抗値R）により該光電流に対応した電圧値に変換され、バッファアンプ17から出力される。TIA15の入力電流 $i_p$ と出力電圧 $V_0$ とは $V_0 = i_p \times R$ のリニアな関係にあり、以降、説明の便宜上、該TIA15の出力をPD14の出力として説明する。

該内臓PD14による出力光のモニタについては良く知られた技術であり、ここで詳述はしない。さらに、説明の便宜上、PD14は出力光と同位相の出力位相であるとして以降説明する。LNチップからの放射光を受けるモニタ方式であれば、出力光とPD出力とは逆位相となるが、既知の位相反転回路などを介する補正や、前記光電流に逆比例する信号を出力することで容易に、出力光と同位相の信号入手することが可能である。また、出力光の一部を直接検知することでも、出力光と同位相の検知信号を得ることも可能であることから、以下の説明では、PD出力は出力光と同位相であるものとして説明する。

信号列発生器10からの信号列は、ポート3にDCカットコンデンサ9を介して入力される。このため、変調電極に入力される信号列は、DCバイアスピ

ート 5 に印加する DC 電圧を中心とした、無線周波 (RF) 信号となる。

図 3 に示すように、LN 変調器では、変調曲線 22 に沿って、印加される電圧 V に対応して光出力 P が変化する。

印加信号列 18 に対して、最大の光振幅、および最大の消光比が得られるよう、変調信号の動作点は最大出力 P0 に対して  $P0/2$  である点 A または点 B あるいは点 C に設定され、さらに、信号列 18 の振幅 Vpp を隣接する頂点と底点との間の電圧 Vpi に設定する。該 Vpi は点間 E F であっても、F G, G H 間であっても同一の値である。

動作の初期（電源の投入時、あるいは動作リセットからの再開動作時）において、変調信号の動作点となる DC バイアスの初期設定を行う。初期基準値設定手段 19 から可変 DC 電圧をスイッチ (SW) 20 を介して DC バイアスポート 5 に入力し、可変 DC 電圧に応じて変化する光変調器からの光出力を内臓 PD14 で検出する。PD14 の出力は、RF 信号に重畠されている可変 DC 電圧の効果を観察するため、平均化回路 21 により平均値化される。

SW20 は初期動作時には接点 a b が導通し、該初期動作が終われば接点間 a c の導通に切り替わるものである。

光変調器における可変 DC 電圧と光出力と関係特性は、図 3 の曲線 22 の変調曲線として得られ、該曲線の頂点出力 P0 を求める。該 P0 の  $1/2$  に対応する平均化回路 21 の出力電圧を、動作点基準電圧 Vrefw として基準値メモリ 23 にて記憶する。

動作点比較手段 24 において、光出力に対応した検知信号である平均化回路 21 の信号 25 と Vrefw とを比較し、その差がゼロになるように動作点比較手段 24 から DC バイアス電圧 26 を出力する。

スロープ設定手段 27 はスイッチであり、例えば、変調曲線の正のスロープにおいては出力 28 が GND、負のスロープにおいては電源電圧 (Vc) になるような極性とする。

動作点比較手段 24 は図 4 に示すように、オペアンプ 30 と、該オペアンプへの入力極性を切り替えるスイッチ (SW) 29 で構成し、スロープ設定手段 27 で設定されたスロープに対応して、SW 29 を切り替える。

図 5 (a) に正のスロープでの極性を、図 5 (b) に変調曲線上の制御の様子を示す。

この場合、オペアンプである比較回路 30 の - 入力端子 31 へ PD 出力を、+ 入力端子 32 へは Vrefw を接続する。

図 5 (b) における制御の手順を説明すると、曲線 33 は初期の変調曲線である。P0/2 = Pc である点 33c に DC バイアス点が置かれ、この時の DC バイアス電圧は Vc である。

光変調器における DC ドリフトなどの原因により、変調曲線が 34 にシフトした場合には、動作点は 33c から 34a に移動し、光出力は Pa となる。Pa > Pc (光出力が Pc の場合、PD 出力は、Vrefw と等しくなる) であり、比較手段 24 の出力 26 は減ずる方向に変化する。

この DC バイアスの変化により、動作点は 34a から矢印 35 方向へ移動し、最終的に P = Pc である点 34c に収束する。

また、変調曲線が逆方向の 36 にシフトした場合には、動作点は 33c から 36b に移動し、光出力 Pb (< Pc) となる。

この場合は、比較手段 24 の出力 26 はより増加する方向に変化し、矢印 37 方向に動作点が移動し、P = Pc となる点 36c に収束する。

図 6 (a) は、負のスロープが設定された場合の比較回路 30 の入力接続を

示す。端子 3 1 には  $V_{refw}$  が、端子 3 2 へは PD 出力が接続される。このため、変調曲線のシフトに対する DC バイアス制御の方向は、正スロープ時とは逆方向の制御となる。

すなわち、変調曲線 3 8 が曲線 3 9 にシフトした場合、初期の動作点 3 8 c は 3 9 a に移動し、 $P_a > P_c$  となる。図 6 (a) のような比較回路 3 0 の接続関係では、比較回路の出力 2 6 は、より大きくなる方向に DC バイアスを変化させ、動作点は、矢印 4 0 方向へ移動し点 3 9 c に収束する。

また曲線 4 1 に対しては、動作点が 4 1 b に移動し、 $P_b < P_c$  となるため、比較回路 3 0 の出力 2 6 は、より小さくなる方向に DC バイアスを変化させる。このため、矢印 4 2 方向へ動作点が移動し、点 4 1 c に収束する。

このように、動作点は変調曲線がシフトしても、PD 出力が  $P_0 / 2$  となるように、動作点比較手段 2 4 の出力 2 6 が変化して、同じ動作点を安定的に保つことが可能となる。

しかし、上述した動作点の安定化方式においては、光入力である光源 1 2 の出力 ( $P_i$ ) あるいは LN 光変調器の光透過率 ( $T$ ) が何らかの原因で変化すると、動作点が変化していないにも拘らず、PD 出力が変化するため、動作点比較回路において、変調曲線がシフトしたと判断し、動作点を修正するために DC バイアスを変化させ、動作点が最適動作点（最大出力の  $1 / 2$  点）から外れる結果となる。

図 7 は、 $P_i \times T$  の値が小さくなる場合を例に、上述の状態を説明する図である。初期の変調曲線 4 3 において、頂点出力  $P_0$ 、動作点を出力  $P_0 / 2$  となる 4 3 c とする。

光入力  $P_i$  あるいは光変調器の光透過率  $T$  のいずれか減少した場合、頂点出力が  $P_0'$  である変調曲線 4 4 に変調曲線が変化する。この場合に、動作点比較回路においては、出力を  $P_0 / 2$  に維持するように制御を行うため、動作点

は曲線44上上の44bへ移動する。すなわち、動作点はP0'／2である理想の動作点44cから大きく外れることとなる。

この場合には、動作点を44bとして振幅がVpiに等しい信号列45が入力されるため、光出力は46の様に頂点付近で歪みをもった波形となる。

このような不都合を排除するため、Pi×Tを一定にするための光出力制御手段47を設け、LN光変調器からの光出力を一定に保つことが、本発明の主な目的の一つである。

レーザダイオード(LD)の光出力調整方法は様々な方法が提案されている。なお、以下の説明では、LD12の光出力は駆動電流48に比例して増加するものとする。

低周波重畠回路49において、DCバイアス電圧26に低周波信号源50から周波数fの信号を重畠し、SW20を介してDCバイアスポート5へ入力する。

該低周波によって変調を受けた光出力成分を、ローパスフィルタ又はバンドパスフィルタなどで構成されるフィルタ51によって、該低周波に該当する低周波数成分を切り出し、整流回路52で整流する。

該整流電圧53は、低周波信号源50から整流回路54を介して整流された基準値55にて、規格化回路56において割り算され、規格化された光出力の低周波成分値となる。規格化された低周波成分値57(m)は、光出力基準値補正回路58に入力する。

該光出力基準値補正回路58においては、予め設定された動作初期状態における規格化値(m<sub>i</sub>)を用いて、動作初期の規格化値からの変化を、m/m<sub>i</sub>として光出力基準値設定回路59へ出力する。

該光出力基準値設定回路59においては、LD12の光出力に対する初期の

基準値  $V_{refi}$  (初期光出力基準値設定回路 64 に設定されている) を、  $m_i / m$  で割った値を新しい光出力基準値  $V_{refL}$  として出力する。

すなわち、  $V_{refL} = V_{refi} \times (m_i / m)$  であり、  $m$  が初期値  $m_i$  より大きく変化する場合、例えば LD12 の光出力が初期状態より大きくなれば、  $V_{refL}$  は初期状態より小さくなるように変更される。逆に、 LD12 の光出力が小さくなる、又は、光変調器の光透過率が減少する場合などは、  $m$  が初期値  $m_i$  より小さく変化し、  $V_{refL}$  を  $V_{refi}$  より大きくする。

LD の駆動回路 60 では、 LD 素子 12 に内蔵されているバックビームモニタ 61 からのモニタ出力 62 を受け、上記光出力基準値  $V_{refL}$  と比較し、両者を一致させるように LD 駆動電流 48 を制御する。

$V_{refL}$  が大きくなれば、 LD 駆動電流 48 を増して光出力を増加させ、逆に、  $V_{refL}$  が小さくなれば LD 駆動電流 48 を減じて光出力を小さくする。

このように、光変調器からの光出力変化に対応して、基準値  $V_{refi}$  に補正を加えることにより、 LN モジュールからの光出力を一定化することが可能である。

なお、駆動回路 60 と LD12 間には、上記のような LD の光出力に係る制御により、閉ループによる過制御が生じる可能性があり、 LD12 への過電流を防止するために、電流リミッタ回路 63 を設けている。

重畳する低周波数信号振幅  $V_f$  は  $V_{pi}$  に比べ十分に小さい値であり、リニアな変調が保たれる範囲にある。

この場合、光変調器からの光出力に含まれる低周波成分 ( $P_f$ ) は次式

$$P_f = A \times P_i \times T \times V_f / V_{pi} \times \sin(2\pi f t)$$

で表わされ、整流した後の低周波成分 ( $P_f'$ ) は、

$$P_f' = B \times P_i \times T \times V_f$$

となる。

すなわち、 $P_f'$  は、振幅  $V_f$  に比例し、かつ光入力 ( $P_i$ ) と光変調器の光透過率 ( $T$ ) に比例 ( $A, B$  は常数) するため、 $P_f' / V_f$  が  $P_i \times T$  の変化を表す。上述した  $m$  は  $m = P_f' / V_f$  を意味する。

図 7において、LD自体の光源出力変動や光変調器の光透過率変動により、曲線 4.3 が曲線 4.4 にシフトする場合には、 $P_0$  と  $P_0'$  との比は、 $P_i \times T$  の初期値 ( $P_i \times T$ )<sub>i</sub> とシフト後の値 ( $P_i \times T$ )' との比と同じ値となる。

動作点 4.3c において、低周波数信号 (振幅  $V_f$ ) を重畠した場合、光出力に含まれる低周波成分の整流値は、 $B \times (P_i \times T)$ <sub>i</sub>  $\times V_f$  となる。ただし、 $(P_i \times T)$ <sub>i</sub> は  $P_i \times T$  の初期値を示す。

他方、低周波数信号を直接整流した整流値は、 $C \times V_f$  (ただし、 $C$  は常数) であり、この値で前記低周波成分の整流値を規格化すると、 $m_i = \{B \times (P_i \times T)\}_i \times V_f} / \{C \times V_f\} = B' \times (P_i \times T)$ <sub>i</sub> となる ( $B'$  は常数)。

同様にして、動作点 4.4c についても  $m$  を算出すると、 $m = B' \times (P_i \times T)'$  となる。

以上から、 $P_0$  と  $P_0'$  との比は、 $P_0 / P_0' = m_i / m$  となる。

よって、LDの光出力を調整して、 $P_0'$  を  $P_0$  に戻すためには、LDの光出力を、 $m_i / m$  倍に変更する必要がある。したがって、LD駆動電流を制御する新しい光出力基準値  $V_{refL}$  を、 $V_{refL} = V_{refi} \times m_i / m$  に設定すれば良い。

このように、 $m$  の初期値  $m_i$  からのズレ (変化量) を示す  $m_i / m$  に応じて光出力基準値  $V_{refL}$  を、 $V_{refL} = V_{refi} \times m_i / m$  となるように、

補正を行うことにより、LN光変調器モジュール1からの出力光は常に一定値に維持することが可能となる。

上記の低周波信号の周波数 $f$ は、入力コンデンサ9の容量Cと光変調器の入カインピーダンスである終端抵抗6（通常、 $50\Omega$ ）により決まるカットオフ周波数 $1/\sqrt{50 \times C}$ よりも十分に小さい周波数に設定されており、光出力の信号列には影響を与えない周波数となっている。

例えば、図8において、 $C=0.1\mu F$ 、信号列の周波数 $f_s$ 、PRBS段数をPNとした例を示すが、低域のカットオフ $f_6$ は約 $200\text{kHz}$ であり、 $f=1\text{kHz}$ 程度に選べば、信号列スペクトルへの影響は無視できる。

ここで、 $\Delta f = f_s / 2^{PN-1}$ であり、点線67は信号列発生器10の信号スペクトルの包絡線を、また、実線68はポート3での信号列のスペクトルを示す。

低周波重畠信号69は、68の帯域下限である66の周波数から十分に離れた低周波側の周波数であり、信号列には無関係とみなせる。また、フィルタから取り出す検出信号への上記信号列の影響は無視でき、純粋な低周波重畠信号のみが得られる。

次に、本発明に係る外部光変調器の動作点／光出力安定化方法の制御シーケンスについて説明する。制御シーケンスは次の手順で行う。

- (1)光変調器に係る電源のオン、またはリセットからの再スタート、
- (2)L D 1 2からの光出力が所定の値となるように、初期光出力基準値設定回路64にて基準値 $V_{refi}$ を設定する、
- (3)SW20の接点をa b間導通とし、初期基準値設定手段19から可変DC電圧を出力し、平均化回路21からの出力を受けLN光変調器の変調曲線を測定し、P0/2に対応する動作点基準値 $V_{refw}$ をメモリ23に記憶する、

(4) スロープ設定手段 27 で設定したスロープ極性に対応して、SW29 を切り替える（この時点で動作点が P0 / 2 点に設定される）、

(5) SW20 の接点を a c 導通とし、低周波信号を DC バイアス電圧 26 に重畠する、

(6) 光出力に含まれる低周波成分の規格化値 (m<sub>i</sub>) を光出力基準値補正回路 58 で記憶させる、

(7) 光出力基準値補正回路 58 において、新しい規格化値 (m) を、記憶した m<sub>i</sub> で割る、

(8) SW70 を閉じ、光出力基準値設定回路 59 において Vrefi を補正、

(9) 新しい基準値 VrefL にて LD を制御（該ステップにて LN 光変調器からの光出力、および動作点の閉ループ制御がスタートする）。

以降は(7)から(9)を繰り返す。

このように、LN 光変調器モジュールからの光出力を、重畠した低周波信号の光出力に含まれる振幅の大きさ（特に、重畠した低周波信号で規格化した値）に基づいて制御することにより、バックビームモニタ方式のように、光源の出力光を検出する方式においては、LD 光源のトラッキング不良による出力光の変化、あるいは LN 光変調器の透過率の変動などが発生しても、LN 光変調器モジュールからの出力光を常に一定に制御でき、しかも、LN 光変調器の動作点を P0 / 2 点に安定化することが可能となる。

図 11 は光出力制御手段 71 に関する第 2 の実施例であり、光源の出力光を検出する手段を有しない場合の制御方法である。

光出力制御手段 71 には、スイッチ (SW) 73、SW74 およびメモリ 75 を設け、規格化回路 56 からの初期値 m<sub>i</sub> をメモリ 75 に記憶し、記憶後 SW73 を切り替えて、以降の規格化値 m と該メモリ 75 の値 m<sub>i</sub> とを、駆動回

路 7 6 で比較し、 $m=m_i$  となるように、LD 1 2 を駆動制御する。

該実施例においては LD 1 2 のバックビームモニタ PD の出力は利用しない。

なお、駆動回路 7 6 と LD 1 2 間には、上記駆動電流制御において、閉ループによる過制御が生じる可能性のあり、LD 1 2 への過電流を防止するために、電流リミッタ回路 7 7 を設ける。

第 2 の実施例に係る制御シーケンスは以下のとおりである。

- (1) 電源のオン、またはリセットからの再スタート、
- (2) SW 7 4 の接点を a b 間導通とし、可変電流源 7 8 によって、LD 1 2 からの光出力が所定の値となるように初期光出力を設定する、
- (3) SW 2 0 の接点を a b 間導通とし、初期基準値設定手段 1 9 から可変 DC 電圧を出力し、平均化回路 2 1 からの出力を受け LN 光変調器の変調曲線を測定し、P 0 / 2 に対応する動作点基準値 Vrefw をメモリ 2 3 に記憶する、
- (4) スロープ設定手段 2 7 で設定したスロープ極性に対応して SW 2 9 を切り替える（この時点で動作点が P 0 / 2 点に設定される）、
- (5) SW 2 0 の接点を a c 導通とし、低周波信号を DC バイアス電圧 2 6 に重畠する、
- (6) SW 7 3 の接点を a b 間導通とし、光出力に含まれる低周波成分の初期規格化値  $m_i$  をメモリ 7 5 に記憶させる、
- (7) SW 7 3 の接点を a c 間導通とし、新しい規格化値  $m$  と上記メモリした初期規格化値  $m_i$  とを、駆動回路 7 6 で比較可能とする、
- (8) SW 7 4 の接点を a c 間導通とし、駆動回路 7 6 による LD 1 2 の光出力制御をスタートする（該ステップにて LN 光変調器からの光出力、および動作点の閉ループ制御がスタートする）。

このように、バックビームモニタのような、光源の出力光を検出する手段を

有しない場合でも、低周波成分の規格値である $m_i$ 、 $m$ を、 $m=m_i$ となるように制御する回路を付加することにより、LD出力光の変化、あるいはLN光変調器の光透過率の変動などが発生しても、LN光変調器モジュールからの出力光を一定に制御でき、しかも、LN光変調器の動作点をP0／2点に安定化することが可能となる。

また、図1及び11の一点鎖線で囲まれた部分65及び72は、DSP（あるいはASIC）などのマイクロコンピュータを組み込んだIC化が可能であり、この場合には、上記の制御シーケンス操作を容易に実現することができる。

さらに、上記説明では、理想的な動作点としてP0／2を挙げて述べたが、これに限るものではなく、VrefwをP0／2に対応する以外の値に設定すれば、変調曲線のスロープの任意点に動作点を設定できる。この場合であっても、上記動作点／光出力安定化方法及び装置は適用可能である。

なお、本発明の応用として、上述した本発明の構成に加え、例えば、光変調器からの光出力の検出精度向上やフィードバック制御の安定化など、光変調器の動作点／光出力の安定化特性をより一層改善するために、必要に応じて公知の技術を付加することもできることは言うまでもない。

以上、説明したように、本発明の外部光変調器の動作点／光出力安定化方法及び装置によれば、電気信号列の波形の歪みを抑え、光源自体の光出力変動や光変調器内の透過率変動などがある場合でも、光変調器の変調曲線の動作点及び光変調器からの光出力を安定的に設定可能な、外部光変調器の動作点／光出力安定化方法及び装置を提供することができる。